

【特許請求の範囲】

【請求項1】アンテナで受信したRF信号をダウンコンバータでIF信号に変換し、受信部で直交復調し、高速フーリエ変換(FFT)部でフーリエ変換し、該FFT部からの受信パイロット信号をパイロット発生部からの基準パイロット信号で複素除算して前記受信パイロット信号の伝送路応答を算出するパイロット誤差計算部の出力で前記FFT部からの出力の歪み補償部を制御する受信装置において、

前記パイロット信号の伝送路応答の時間応答を算出する高速逆フーリエ変換(IFFT)部と、前記パイロット信号の時間応答から希望波および遅延波の時間分布および振幅によって時間応答の中心値を求める遅延時間判定部とを備えることを特徴とする受信装置。

【請求項2】前記遅延時間判定部は、前記パイロット信号の時間応答のうち、振幅が予め定めた閾値以上の到来波に対してパイロット信号の時間応答分布の中心値を算出することを特徴とする請求項1に記載の受信装置。

【請求項3】前記遅延時間判定部からのフィルタ帯域幅に応じたフィルタ係数でフィルタリングする帯域可変フィルタを含むことを特徴とする請求項1又は2に記載の受信装置。

【請求項4】前記FFT部の出力側に接続され、前記時間応答の中心値および前記帯域可変フィルタの中心を一致させる第1ローテータと、前記パイロット誤差計算部および前記帯域可変フィルタ間に接続され、前記FFTからの受信データに前記パイロット信号と同じ時間調整を行う第2ローテータとを備えることを特徴とする請求項3に記載の受信装置。

【請求項5】前記第1および第2ローテータを共通化し、前記FFT部により前記受信信号から前記パイロット信号を分離する前に時間調整することを特徴とする請求項4に記載の受信装置。

【請求項6】前記第1および第2ローテータによる時間調整は固定的であることを特徴とする請求項4に記載の受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は受信装置、特に直交周波数分割多重方式で変調されたデジタルデータ系列を復調し、伝送路応答を推定し受信データ系列を補償する回路を備える受信装置に関する。

【0002】

【従来の技術】近年、地上波のデジタルテレビジョン放送、音声放送においては、マルチパス等の影響を多大に受ける伝送路を用いて大容量の情報を伝送する必要がある。そのために、直交周波数分割多重(以下、「OFDM」と略す)方式が注目されている。OFDM方式は、マルチキャリア方式であるため、変調波のシンボル周期

*を長くとることができ、マルチパスによる妨害を受けにくいという特徴を有する。

【0003】OFDM信号は、伝送路における遅延波の合成によって隣接シンボル期間の信号と重なり、フーリエ変換時にシンボル間干渉して受信特性が大きく劣化するため、同一シンボル期間の信号を一部巡回してシンボル期間の前に付け加える(即ち、「ガードインターバル」を付加する)ことが一般に行われている。このガードインターバルを付加することによって、フーリエ変換による復調処理時に、自シンボルの信号のみで変換できることによりシンボル間干渉を防ぎ、マルチパスの妨害を防止又は低減することができる。

【0004】斯かるOFDM方式の従来復調装置の構成は、例えば特開平10-75226号公報に開示されている。この特許公開公報に開示された復調装置は、OFDM方式によって変調されたデータ系列を復調する装置である。先ず、ダウンコンバータは、伝送路を経由して受信したRF(無線周波数)帯域信号をIF(中間周波数)帯域信号に変換し、OFDM復調装置に出力する。

20 次に、OFDM復調装置に入力された受信信号は、A/D(アナログ・デジタル)変換され、直交復調回路によって直交復調されてベースバンドIQ信号として出力される。フーリエ変換回路は、有効シンボル期間信号を時間領域の信号と見なし、フーリエ変換したものを受け取るデータとして出力する。

【0005】受信データは、遅延波の到来時間がガードインターバル期間内であったとしても、遅延波の合成によって振幅および位相に歪みが生じるため、正確にデータを復調することができない。そこで、従来から変調側でパイロット信号をサブキャリア方向に一定間隔で挿入し、受信側ではこのパイロット信号を用いて伝送路応答を推定し、受信データの受けた歪みを補正することによってデータを復調する手法が用いられている。

【0006】図5は、従来のOFDM受信装置の構成を示すブロック図である。図1のOFDM受信装置は、アンテナ1、ダウンコンバータ2、受信部3、FFT(高速フーリエ変換)部4、パイロット発生部5、パイロット誤差計算部6、フィルタ7、歪み補償部8および復調部9より構成される。パイロット発生部5は、FFT部4がパイロット信号に割り当てられた受信パイロット信号であるサブキャリア $P_r(n, k)$ を出力するタイミングに合わせて基準パイロット信号であるパイロット信号 $P_t(n, k)$ を出力する。ここで、両サブキャリア $P_r(n, k)$ および $P_t(n, k)$ は、複素数信号である。パイロット誤差計算部6は、 $P_r(n, k)$ を $P_t(n, k)$ で除算することにより、受信したパイロット信号の伝送路応答 $H_e(n, k)$ を次式(1)により計算する。

*

$$H_e(n, k) = P_r(n, k) / P_t(n, k) \dots (1)$$

【0007】ここで、推定された伝送路応答 $H_e(n, k)$ にフィルタリングを施すことにより、パイロット信号に割り当てられていないキャリアの伝送路特性を求め、全サブキャリアの伝送路応答推定値 $H_c(n, k)$ を算出する。歪み補償部8で受信データ $Y_r(n, k)$

$$Y_c(n, k) = Y_r(n, k) / H_c(n, k) \dots (2)$$

【0008】ここで、受信パイロット信号 $H_e(n, k)$ には雑音成分が含まれているため、フィルタリングによって全キャリアの伝送路応答推定値 $H_c(n, k)$ を求める際には、希望波と遅延波の成分をできるだけ通過させ雑音成分を遮断するフィルタを構成すれば、システムの雑音耐性を向上させることができる。このとき、受信信号の伝送路応答に応じて最適なフィルタ係数を設定することにより、更に受信特性を改善することができる。そのため、受信装置において遅延波の遅延時間を測定し、フィルタの帯域を設定することが望ましい。このための遅延時間測定手段として、上述した特開平10-75226号公報に開示される受信装置においては、推定された伝送路応答 $H_e(n, k)$ を高速逆フーリエ変換部4で高速逆フーリエ変換することによって伝送路の時間応答を算出している。

【0009】

【発明が解決しようとする課題】上述した従来技術では、伝送路応答を推定する帯域可変フィルタが複素係数フィルタで構成される必要があるという課題がある。その理由は、地上波による伝播環境下ではマルチパスの形態も様々であり、振幅、位相および遅延時間の異なる複数の遅延波の合成が想定され、更に遅延波の方が主波よりも強い状態も存在するためである。複素係数フィルタを構成するためには、実係数のフィルタより数倍のハードウェア規模を必要とするため、複雑且つ高価であると共に携帯受信機等の用途に適用困難である。

【0010】

【発明の目的】本発明の目的は、パイロット信号を利用して送信データ系列を復調する受信装置において、パイロット信号により伝送路応答を推定する伝送路応答推定部の回路を小型化することが可能である受信装置を提供することである。

【0011】

【課題を解決するための手段】本発明の受信装置は、アンテナで受信したRF信号をダウンコンバータでIF信号に変換し、フーリエ変換(FFT)部からの受信パイロット信号をパイロット発生器からの基準パイロット信号で複素除算してパイロット信号の伝送路応答を算出するパイロット誤差計算部の出力でFFT部からの出力の歪み補償部を制御するものであって、パイロット信号の伝送路応答の時間応答を算出する高速逆フーリエ変換(IFFT)部と、パイロット信号の時間応答から希望波および遅延波の時間分布および振幅によって時間応答の中心値を求める遅延時間判定部を備える。

* (ここで、 $Y_r(n, k)$ は複素数信号である)を算出された伝送路応答推定値 $H_c(n, k)$ で除算することにより、デジタルデータ系列 $Y_c(n, k)$ を次式

(2)の如く復調する。

*

$$Y_c(n, k) = Y_r(n, k) / H_c(n, k) \dots (2)$$

【0012】本発明の好適実施形態例によると、遅延時間判定部は、パイロット信号の時間応答のうち、振幅が予め定めた閾値以上の到来波に対してパイロット信号の時間応答分布の中心値を算出する。また、遅延時間判定部からのフィルタ帯域幅に応じたフィルタ係数でフィルタリングする帯域可変フィルタを備える。FFT部の出力側に接続され、時間応答の中心値および帯域可変フィルタの中心を一致させる第1ロータと、パイロット誤差計算部および帯域可変フィルタ間に接続され、FFT部からの受信データにパイロット信号と同じ時間調整を行う第2ロータを備える。第1および第2ロータを共通化し、FFT部により受信信号からパイロット信号を分離する前に時間調整する。第1および第2ロータによる時間調整は、固定的である。

【0013】

【発明の実施の形態】以下、本発明による受信装置の好適実施形態例の構成および動作を、添付図面を参照して詳細に説明する。

【0014】先ず、図1は、本発明による受信装置の好適(又は第1)実施形態例の構成を示すブロック図である。この受信装置10は、アンテナ11、ダウンコンバータ12、受信部13、FFT(高速フーリエ変換)部14、パイロット発生部15、パイロット誤差計算部16、IFFT(高速逆フーリエ変換)部17、遅延時間判定部18、第1ロータ19、第2ロータ20、フィルタ帯域(係数)設定部21、帯域可変フィルタ22、歪み補償部23および復調部24より構成されている。

【0015】次に、図1に示す受信装置10を構成する各構成要素の機能を説明する。受信アンテナ11は、RF(無線周波数)帯域信号を受信する。ダウンコンバータ12は、RF帯域信号からIF(中間周波数)帯域信号に変換する。受信部13は、直交周波数分割多重された受信信号(OFDM信号)を直交復調し、ベースバンドIQ信号として出力する。FFT部14は、ベースバンドIQ信号を時間領域の信号と見なし、高速フーリエ変換したものを受け取る。受信部13は、IF信号を直交周波数分割多重された受信信号(OFDM信号)を直交復調し、ベースバンドIQ信号として出力する。パイロット発生部15は、FFT部14から受信パイロット信号が输出されるタイミングに合わせて基準パイロット信号を発生する。パイロット誤差計算部16は、受信パイロット信号を基準パイロット信号で複素除算し、パイロット信号の伝送路応答を算出する。

【0016】IFFT部17は、パイロット信号の伝送路応答を逆高速フーリエ変換し、パイロット信号の時間

応答を算出する。遅延時間判定部18は、パイロット信号の時間応答から希望波と遅延波の時間分布および振幅により時間応答の中心値を求め、最適なフィルタ帯域幅を決定する。ローテータ19は、時間応答の中心値と帯域可変フィルタの中心とを一致させる。フィルタ帯域設定部21は、決定されたフィルタ帯域に応じフィルタ係数を帯域可変フィルタ22に出力する。ローテータ20は、FFT部14から出力された受信データにパイロット信号と同じ時間調整を行う。帯域可変フィルタ22は、フィルタリングによって全伝送キャリアの伝送路応答を算出する。歪み補償部23は、受信データを伝送路応答推定値で複素除算し、マルチパスによって生じた受信信号の歪みを補償する。復調部24は、マルチパスによる歪みが補償された受信データを復調する。

【0017】次に、図1に示す受信装置10の動作を説明する。受信アンテナ11によって受信されたRF帯域信号は、ダウンコンバータ12によってIF帯域信号に変換され、受信部13に出力される。受信部13は、直交周波数分割多重された変調信号（OFDM信号）をA/D変換し、直交復調してベースバンドIQ信号をFFT部14に出力する。FFT部14は、ベースバンドIQ信号を時間領域信号とみなし、受信部13が出力する変換タイミングに従って有効シンボル区間でフーリエ変換することによって周波数領域信号に変換する。

【0018】パイロット発生部15は、FFT部14がパイロット信号に相当するサブキャリアを出力するタイミングに合わせて、受信パイロット信号の誤差計算の基準となる基準パイロット信号を出力する。パイロット誤差計算部16は、受信信号から分離された受信パイロット信号を基準パイロット信号で複素除算し、パイロット

$$T_c = (t_1 a_1 + t_2 a_2 + \dots) / (a_1 + a_2 + \dots) \dots (3)$$

【0022】更に、遅延時間判定部18は、閾値以上の到来波の時間分布の広がりに応じて可変帯域フィルタの帯域幅を決定し、フィルタ帯域設定部21に出力し、更に時間分布の中心値に応じてローテータ20を制御し、フィルタ帯域の中心値を時間分布の中心値Tcに一致させることにより、帯域可変フィルタ22は、その通過帯域が正負非対称である必要がない。そのために、ハードウェアの規模の大きい複素係数フィルタではなく、実係数のフィルタを使用することができる。フィルタ帯域設定部21は、遅延時間判定部18が決定した帯域幅に応じたフィルタ係数を帯域可変フィルタ22に出力する。時間応答の振幅に閾値を設けることにより、雑音成分および受信波形歪みに影響の少ない遅延を制限し、受信装置10の雑音耐性を改善することができる。

【0023】帯域可変フィルタ22は、ローテータ20の出力データにフィルタリングを行い、パイロット信号に割り当てられていないキャリアの伝送路応答を算出し、伝送路応答推定値を歪み補償部23に出力する。F

* 個号の伝送路応答を算出して、IFFT部17およびローテータ20に出力する。IFFT部17は、パイロット信号の伝送路応答を周波数領域信号とみなし、逆フーリエ変換することによってパイロット信号の時間応答を算出する。

【0019】ここで、有効シンボル期間をTu、ガードインターバル期間（許容する最大遅延時間）をTgとする。伝送路応答を推定するためのパイロットキャリアが周波数方向にnキャリア毎に配置されているとき、FFT部14におけるフーリエ変換処理時間（以下、FFTウインドウという）のタイミングをt=0とすると、到来波のパイロットのキャリアの時間応答分布は、図2に示すようになる。

【0020】フィルタを用いる補間によって伝送路応答を推定するには、到来波の成分をできる限り通過させ、雑音成分を遮断し、n倍補間する必要がある。このとき、原理的には、Tu/nまでの遅延波に対して補間が可能であるが、図2から理解される如く、到来波成分の時間分布は、正負非対称である。正負対称のフィルタを使用すると、n倍補間に伴う折り返し成分がフィルタの負側の帯域（Tg/Tu）内に入り込まないためには、(Tg/Tu) < (Tu/2n) である必要がある。

【0021】図3は、図1に示す遅延時間判定部18およびローテータ20の動作を示す。遅延時間判定部18は、パイロット信号の時間応答のうち、振幅の大きさが閾値以上の到来波に対し、それらの到来時刻t1, t2, ……と振幅a1, a2, ……からパイロット信号の時間応答分布の中心値Tcを次式(3)により算出する。

* 30

FFT部14から出力された受信データは、ローテータ19によってパイロット信号と同様の時間調整が行われ、歪み補償部23に出力される。この歪み補償部23は、ローテータ19から出力された受信データを伝送路応答推定値で複素除算することにより、受信データを受けた伝送路歪みを補償し、復調部24に出力する。復調部24は、歪み補償部23から出力された受信データを復調し、復調データ系列を得る。

【0024】また、受信部13は、同期信号を再生し、FFT部14にフーリエ変換を行うタイミング（FFTウインドウタイミング）を出力する。このFFTウインドウタイミングは、遅延波の到来時間に応じて設定される必要がある。遅延波の方が主波よりも強い状態（前ゴースト）が存在する場合には、実際の有効シンボル期間よりもガードインターバル区間によりタイミングを出力することによって、前ゴーストによるシンボル間干渉を防止できる。受信装置10では、前ゴーストが存在するような受信環境においても常に最適なFFTウインドウタイミングでフーリエ変換処理を行うことができる。受

信部13は、先ずガードインターバルの先頭からフーリエ変換を行う。このとき、FFTウインドウ内に前シンボル信号の遅延波が存在すると、フーリエ変換後のパイロット信号は、シンボル間干渉によって不連続点を持つため、パイロットの時間応答にノイズ上のフロアを生じる(図4参照)。遅延時間判定部18は、このフロアと到来波成分によるピーク間のレベル差が最大となるタイミングをFFTウインドウタイミングとして受信部13に出力する。

【0025】

【発明の他の実施形態】本発明の受信装置の第2実施形態例は、図1に示す第1実施形態例におけるローテータ19、20をFFT部14のすぐ後に設ける。フーリエ変換直後のローテータにより時間調整すると、受信信号からパイロット信号が分離される前であるために、第1実施形態例の受信装置10の如く別個のローテータ19、20を使用する必要はない。

【0026】また、本発明の受信装置の第3実施形態例では、ローテータ19、20による時間調整を固定的とする。本発明の受信装置で補償できるのはガードインターバルまでの遅延波の合成である(ガードインターバルより長い遅延波が合成されるとシンボル間干渉を起す)ため、ローテータ19、20によって、(T_g/T_u) $\times 2$ だけ受信信号およびパイロット信号を負側にシフトする。これにより、正負対称のフィルタで伝送路応答の推定が可能になり、更に伝送路応答推定用フィルタの帯域幅を正負合わせてガードインターバル長と同じに設定すれば、伝送路による受信データの歪みを補償できる。このとき、受信装置の雑音耐性は劣化するが、IFFT部17、時間遅延判定部18およびフィルタ帯域設定部21を排除できるので、ハードウェア規模を大幅に減少することが可能になる。

【0027】以上、本発明による受信装置の好適実施形態例の構成および動作を詳述した。しかし、斯かる実施形態例は、本発明の単なる例示に過ぎず、何ら本発明を限定するものではないことに留意されたい。本発明の要

旨を逸脱することなく、特定用途に応じて種々の変形変更が可能であること、当業者には容易に理解できよう。

【0028】

【発明の効果】以上の説明から理解される如く、本発明の受信装置によると、従来技術では不可欠であった複素フィルタを必要としないので、パイロット信号による伝送路応答推定回路のハードウェアの低減が可能になるという実用上の顕著な効果が得られる。

【図面の簡単な説明】

10 【図1】本発明による受信装置の好適実施形態例の全体構成を示すブロック図である。

【図2】図1に示す受信装置において到来波のパイロットの時間応答分布例を示す図である。

【図3】図1中に示す遅延時間範囲部とローテータの動作を説明する図である。

【図4】パイロットの時間応答からFFTウインドウ位置の設定法を示す。

【図5】従来の受信装置の構成を示すブロック図である。

20 【符号の説明】

10	受信装置
11	アンテナ
12	ダウンコンバータ
13	受信部
14	FFT
15	パイロット発生部
16	パイロット誤差計算部
17	IFFT
18	遅延時間判定部
19	第1ローテータ
20	第2ローテータ
21	フィルタ帯域設定部
22	帯域可変フィルタ
23	歪み補償部
24	復調部

30 19 第1ローテータ

20 第2ローテータ

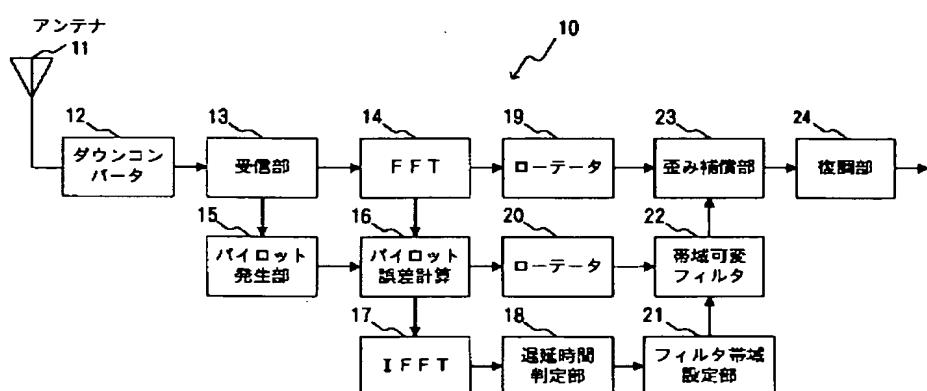
21 フィルタ帯域設定部

22 帯域可変フィルタ

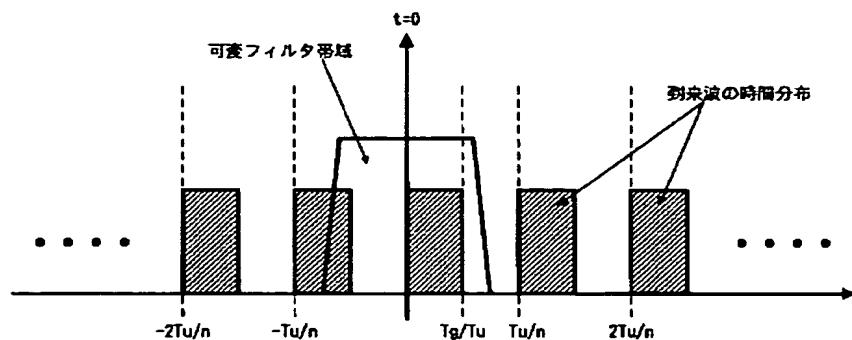
23 歪み補償部

24 復調部

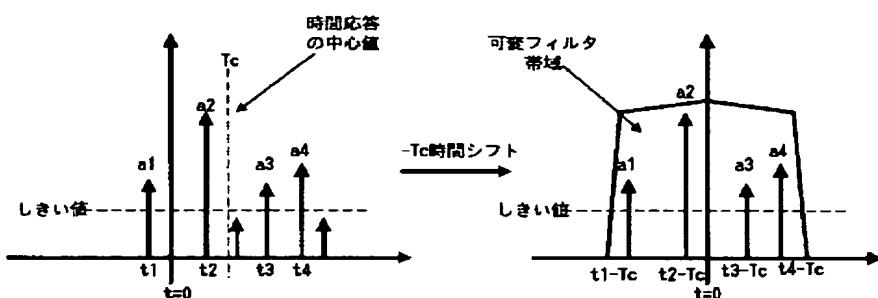
【図1】



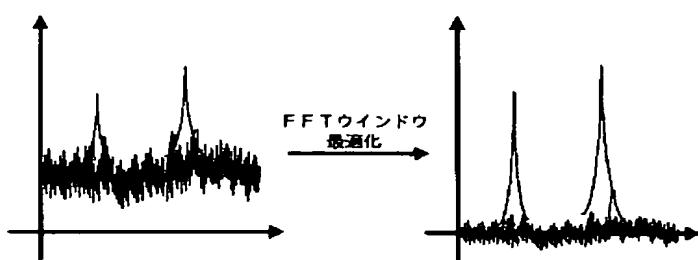
【図2】



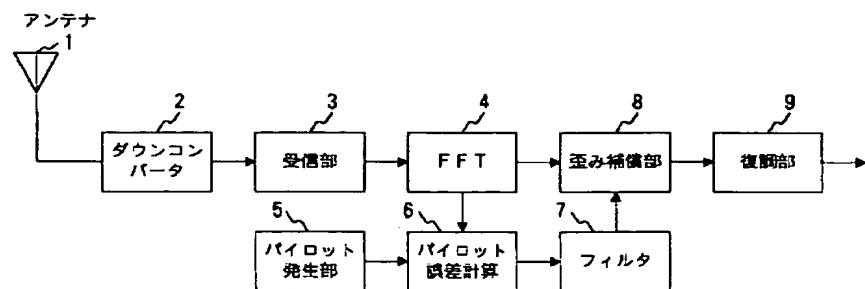
【図3】



【図4】



【図5】



This Page is inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- BLACK BORDERS
- IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT OR DRAWING
- BLURED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- GRAY SCALE DOCUMENTS
- LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- REPERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.
As rescanning documents *will not* correct images
problems checked, please do not report the
problems to the IFW Image Problem Mailbox